

# THREE-PHASE INDUCTION MOTOR DRIVER

**Publication number:** JP11136994 (A)

**Publication date:** 1999-05-21

**Inventor(s):** HANEI HIROYUKI; TAKASE MASATO +

**Applicant(s):** HITACHI LTD +

**Classification:**

- **International:** H02M7/5387; H02P27/06; H02M7/5387; H02P27/04; (IPC1-7): H02M7/5387; H02P7/63

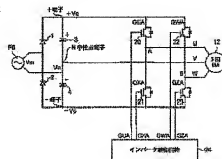
- **European:**

**Application number:** JP19970300762 19971031

**Priority number(s):** JP19970300762 19971031

**Abstract of JP 11136994 (A)**

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To provide a three-phase induction motor driver in which the size and price can be reduced by employing an inverter.  
**SOLUTION:** A neutral terminal N is formed by employing a voltage doubler rectifying circuit comprising diodes 1, 2 and capacitors 3, 4 as a converting section. Three-phase power required for driving a three-phase induction motor 12 is taken out from the neutral terminal N and the AC output terminals A, B at an H bridge type inverting section comprising four switching elements 20-23. Since the number of switching elements is reduced by a factor of 3/2, the mounting area of power section is reduced by a factor of 3/2 and since heating of the switching elements is also reduced by a factor of 3/2, the heat radiation fin can be reduced in size resulting in a small and inexpensive three-phase induction motor driver.



Data supplied from the **espacenet** database — Worldwide

特開平11-136994

(43) 公開日 平成11年(1999) 5月21日

(51) Int.Cl.<sup>7</sup>

H 0 2 P 7/63

H 0 2 M 7/5387

識別記号

3 0 2

F I

H 0 2 P 7/63

H 0 2 M 7/5387

3 0 2 C

A

審査請求 未請求 請求項の数4 O L (全 8 頁)

(21) 出願番号

特願平9-300782

(22) 出願日

平成 9 年(1997)10月31日

(71) 出願人

000005108

株式会社日立製作所

東京都千代田区神田横町四丁目6番地

(72) 発明者

羽根井 博幸

千葉県習志野市東習志野7丁目1番1号

株式会社日立製作所産業機器事業部内

(72) 発明者

高橋 真人

千葉県習志野市東習志野7丁目1番1号

株式会社日立製作所産業機器事業部内

(74) 代理人

弁理士 武 藤次郎

(54) 【発明の名称】 3相誘導電動機駆動装置

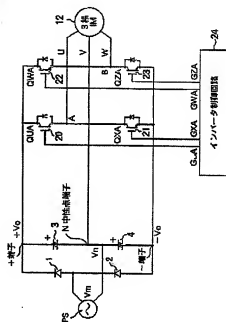
(57) 【要約】

【課題】 インバータ装置を用い、より一層の小型化、低価格化が得られるようにした3相誘導電動機駆動装置を提供すること。

【解決手段】 ダイオード1、2と、コンデンサ3、4からなる倍電圧整流回路を順変換部として用いることにより、中性点端子Nを形成させる。そして、4個のスイッチング素子20~23からなるHブリッジ型逆変換部の交流出力端子A、Bと中性点端子Nから3相交流電力が取り出せるようにし、これにより3相誘導電動機12の駆動に必要な3相電力を得るようにしたものの。

【効果】 スwitchング素子が2/3になるので、パワー部の実装面積が2/3になり、小型化できると共に、スイッチング素子の発熱も2/3になるため、放熱フィンを小型にでき、これにより、小型で低価格の3相誘導電動機駆動装置を提供することができる。

【図 1】



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 中性点出力を有する倍電圧整流回路からなる順変換部と、上下対になった2個のスイッチング素子の直列回路からなるスイッチング素子対を2対、並列に接続したブリッジ回路からなる逆変換部とを備えたインバータ装置において、

3相の電機子巻線のうち、或る1相の巻線が前記倍電圧整流回路の中性点出力に接続され、残りの2相の巻線が各々前記逆変換部の交流出力に接続された3相誘導電動機と、前記3相誘導電動機の前記或る1相の端子に印加される電圧を従属相電圧とする3相交流電圧が、前記残りの2相の端子に夫々印加されるように、前記逆変換部のスイッチング素子をオンオフ制御するインバータ制御回路とが設けられていることを特徴とする3相誘導電動機駆動装置。

【請求項2】 請求項1の発明において、前記インバータ制御回路は、前記中性点出力に流れる電流を検出して、前記スイッチング素子をオンオフ制御するように構成されていることを特徴とする3相誘導電動機駆動装置。

【請求項3】 請求項1又は請求項2の発明において、インバータ制御回路は、動作モードに応じて前記スイッチング素子のオンデューティの上限を制限するように構成されていることを特徴とする3相誘導電動機駆動装置。

【請求項4】 請求項1乃至請求項3の発明において、前記3相誘導電動機は、電機子巻線のインダクタンスが相により変えられることにより、トルク駆動が軽減されるように構成されていることを特徴とする3相誘導電動機駆動装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、インバータを用いた3相誘導電動機の駆動装置に係り、特に単相交流電力で駆動する小容量の3相誘導電動機の駆動に好適な駆動装置に関する。

## 【0002】

【従来の技術】 誘導電動機(1M)は、工業用に限らず、家庭用のエアコンや冷蔵庫、洗濯機、掃除機、水道用のポンプ、換気用のファンと各種の電化製品(家電製品)にも広く用いられるようになっているが、更に近年は、これら電化製品についても省エネ性や静粛性など性能向上についての要求が高まり、これに応じてインバータによる可変速駆動方式の電動機が広く用いられるようになってきた。

【0003】 ところで3相誘導電動機やインバータ装置は、当初は主として工業用であり、このため、3相交流200V(3相交流400Vの場合もある)で供給されている工業用の商用電力に合わせて、通常は3相200V

定格になっていて、これが広く汎用化されている状況にある。

【0004】 一方、家庭用の商用電力は、主として単相交流100V(単相交流200Vの場合もある)で供給されており、このため、インバータ装置を用いて電動機を可変速駆動するようにした場合でも、家電製品の場合は、夫々単相交流100V定格のものを用いるのが通例であった。

【0005】 ところで、製品の低価格化は常に大きな命題であり、このためには、汎用化されている部品や電動機を用いるのが有利であり、このため、インバータ装置のスイッチング素子や誘導電動機としても、汎用品として供給されている3相交流200V(又は3相交流400V)用のものを使用するのが望ましい。

【0006】 そこで、図7に示すように、インバータ装置の順変換部を、2個のダイオード1、2と、同じく2個のコンデンサ3、4のブリッジ接続による周知の倍電圧整流回路で構成し、これにより、単相交流100Vの商用電源P Sから、直流の+端子間に200V以上の電圧の直流電力を得るようにした電動機駆動装置が従来技術として提案されている。

【0007】 そして、この従来技術では、その直流の+端子間に得られる200V以上の電圧を有する直流電力を、フライホイールダイオードが並列接続された、例えばIGBT(絶縁ゲート・バイポーラ・トランジスタ)からなる6個のスイッチング素子5〜10で構成される一般的な3相ブリッジ型の逆変換部(インバータ主回路)により、任意の周波数の3相交流電力に変換して3相誘導電動機12に供給し、これにより3相誘導電動機12の可変速駆動が得られるようにしてある。

【0008】 このため、この図7の従来技術では、インバータ制御回路11によりゲート信号GU、GX、GV、GY、GW、GXを発生させ、これを各スイッチング素子5〜10に供給して、それらを各々にオン(導通)オフ(遮断)制御し、これにより所定の電圧で所定の周波数の3相交流電力が、出力端子U、V、Wに得られるように構成してある。

【0009】 このときのスイッチング素子5〜10の制御は、図8に示すように、出力電圧の1サイクル期間を電角 $360^\circ$ として、電角 $60^\circ$ 毎に第1モード〜第6モードの6種のモードによりオンオフ制御されるようになっている。なお、図8において、上側の(a)図は各スイッチング素子を $180^\circ$ 通電制御した場合で、下側の(b)図は、同じく $120^\circ$ 通電制御の場合である。

【0010】 ここで、良く知られているように、ダイオード1、2とコンデンサ3、4からなる倍電圧整流回路では、入力された単相交流電圧の波高値のほぼ2倍の直流電圧を得ることができ、従って、単相交流商用電源P Sの電圧Vを100Vとする、各コンデンサ3、4の各端子と中性点端子Nの間には、夫々約140Vの直

流電圧 $V_0$ が得られることになり、この結果、直流の+端子間には、この直流電圧 $V_0$ の2倍の電圧 $2V_0$ （ $\approx 280V$ ）が得られることになる。

【0011】従って、この従来技術によれば、スイッチング素子5〜10と、3相誘導電動機12として、3相交流300V（又は3相交流400V）定格の汎用品を使用することができるので、単相100Vの電化製品などに適用して大幅な価格抑制を図ることができる。

【0012】

【発明が解決しようとする課題】上記従来技術は、機器の小型化と低価格化についての配慮が充分にされているとは言えず、電化製品など小型低価格機器への適用を図る上で問題があった。上記したように、近年、電化製品など小型低価格機器でも電動機の変速制御に対する要求が高まり、電化製品にもインバータ装置の組み込み要望が出始めている。

【0013】また、これと平行して、単相誘導電動機の三相誘導電動機への置き換えによる需要拡大や、可変速に伴う単相交流電源で使用するインバータ装置の需要拡大も見込まれるようになってきている。このような状況で、電化製品などに使用するインバータ装置の本格的な使用のためには、現状のインバータ装置よりも更に小型化、低価格化が必要になるが、従来技術では、この点に不満が残ってしまうのである。

【0014】本発明の目的は、インバータ装置を用い、より一層の小型化、低価格化が得られるようにした3相誘導電動機駆動装置を提供することにある。

【0015】

【課題を解決するための手段】上記目的は、中性点出力を有する倍電圧整流回路からなる順変換部と、上下対になった2個のスイッチング素子の直列回路からなるスイッチング素子対を2対、並列に接続したHブリッジ回路からなる逆変換部とを備えたインバータ装置において、3相の電機子巻線のうち、或る1相の巻線が前記倍電圧整流回路の中性点出力に接続され、残りの2相の巻線が各々前記逆変換部の交流出力に接続された3相誘導電動機と、前記3相誘導電動機の或る1相の端子に印加される電圧を従属相電圧とする3相交流電圧が、前記残りの2相の端子に夫々印加されるように、前記逆変換部のスイッチング素子をオンオフ制御するインバータ制御回路とを設けることにより達成される。

【0016】インバータ装置は、誘導電動機の3相の電機子巻線に流れる電流を制御し、回転磁界を作ることにより、誘導電動機の回転子にトルクを発生させるようになっているが、この3相誘導電動機の電流制御では、3相の電機子巻線のうちの1相は、他の2相の従属相になるので、この場合には電機子巻線の2相の電流を制御するだけで良いことが知られている。

【0017】従って、倍電圧整流回路の中性点の電圧を従属相の電圧とすることにより、2相の電流を制御する

だけで回転磁界の形成に必要な3相交流を得ることができ、3相誘導電動機を駆動することができるのである。

【0018】

【発明の実施の形態】以下、本発明による3相誘導電動機駆動装置について、図示の実施形態により詳細に説明する。図1は本発明の実施形態で、図において、20〜23はインバータ装置の逆変換部を構成するスイッチング素子で、24はインバータ制御回路であり、その他の構成は、図7で説明した従来技術と同じである。

【0019】従って、倍電圧整流回路からなるインバータ装置の順変換部の構成は、従来技術と同じで、直列接続された2個のダイオード1、2と、同じく2個のコンデンサ3、4で構成され、これにより、単相の交流電源PSから供給される、例えば100Vの交流電圧を倍電圧整流し、直列接続されたコンデンサ3、4の両側の+端子と-端子に、これらコンデンサ3、4の共通接続点である中性点端子Nの電圧 $V_N$ を基準電圧（ $=0V$ ）として、正の直流電圧 $+V_0$ と、負の直流電圧 $-V_0$ を得るようになっている。

【0020】しかして、この実施形態では、逆変換部（インバータ主回路）の構成が従来技術とは異なり、図示のように、4個のスイッチング素子20〜23で構成されている。これらのスイッチング素子20〜23は、夫々がフライホイールダイオードを備えたIGBTであり、それらのスイッチング素子20〜23のうち、スイッチング素子20、21と、スイッチング素子22、23は、夫々上下で対になっていて、いわゆるアームを形成している。

【0021】そして、それらの対（アーム）を、 $+V_0$ 電圧の直流+端子と、 $-V_0$ 電圧の直流-端子の間に並列に接続し、これにより、夫々のスイッチング素子の接続点を交流出力端子A、BとするHブリッジ回路が形成されるようにし、これをインバータ主回路として3相誘導電動機12のU端子を交流出力端子Aに、W端子を交流出力端子Bに、そして、V端子は中性点端子Nに夫々接続する。

【0022】夫々のスイッチング素子20〜23は、インバータ制御回路24から供給されるゲート信号GU、GXA、GWA、GZAにより、後述する所定のモードでオンオフ制御され、これにより、可変電圧可変周波数の3相交流電力が交流出力端子A、Bと中性点端子Nに発生されるようにし、3相誘導電動機12の可変速運転が得られるようにする。なお、このため、図示していないが、インバータ制御回路24には、マイコンやプロセッサなど、必要とする各種の回路素子が設けられている。

【0023】次に、インバータ制御回路24によるゲート信号QUA、QXA、QWA、QZAの発生モードについて説明する。4個のスイッチング素子20〜23は、図2に示すように、出力電圧の1サイクル期間電

角 $360^\circ$ 周期として、各期間毎に電気角 $60^\circ$ を単位とする第1モードから第6モードまでの6種のモードによりオンオフ制御されるようになっている。ここで、各ゲート信号QUA、QXA、QWA、QZAのレベル1と、各スイッチング素子20〜23のオンとは略対応するので、以下、同じものとして説明すると、まず、図2から明らかなように、各モードでオンされるスイッチング素子は、以下の通りになる。

【0024】第1モード→素子20(QUA)

U相→V相

U相→W相

V相→W相

V相→U相

W相→U相

W相→V相

を作り出すことができ、3相誘導電動機12を回転駆動させることができる。

【0026】従って、この図1の実施形態によれば、逆変換部のスイッチング素子が4個で済むことになり、この結果、スイッチング素子及び電動機として汎用品の使用が可能になることと相俟って、更に価格の低減化と装置の小型化を図ることができる。また、このスイッチング素子の個数が減った分、スイッチング損失も減少するので、素子の冷却が容易になると、効率の向上が得られるので、更に小型化が可能になり、加えてランニングコストを抑えることができる。

【0027】ところで、インバータ装置では、通常、そのスイッチング素子の制御には、PWM制御(パルス幅変調制御)を適用するのが一般的である。このとき、図3(a)に示すように、逆変換部のアームを想定すると、従来技術による一般的な3相ブリッジ型逆変換部の場合には、アーム短絡をなくすため、上下のスイッチング素子QUA、QXAのオン期間の間に、同図(b)に示すように、非ラップ期間を設ける必要があるが、本発明の実施形態では、図2から明らかなように、同じアームのスイッチング素子が相次いでオンに制御されることはないので、図3(c)に示すように、非ラップ期間を設ける必要は全く無く、従って、本発明の実施形態によれば、インバータ制御回路24によるゲート信号の作成が容易になり、構成を簡略化することができる。

【0028】一方、本発明では、例えば図1の実施形態において、スイッチング素子20とスイッチング素子23がオンした場合にU〜W間に印加される電圧と、スイッチング素子20だけがオンした場合にU〜V間に印加される電圧では、図2から明らかなように、2倍の違いがある。

【0029】そこで、上記実施形態では説明しなかったが、この電圧の違いを修正する第1の実施形態として、従属相であるV相に電流を流す場合には、1周期の時間と1周期中でのオン時間の比であるオンデューティを1

第2モード→素子20(QUA)と素子23(QZA)

第3モード→素子23(QZA)

第4モード→素子21(QXA)

第5モード→素子21(QXA)と素子22(QWA)

第6モード→素子22(QWA)

【0025】これにより、UVWの各相間には、図示のようなUV間電圧、VW間電圧、WU間電圧が現れ、この結果、回転磁界の形成に必要な $120^\circ$ 通電モードによる次のような電流の流れ、すなわち、

0%まで許容させるのに対して、U、W相にしか電流が流れない場合、すなわち、従属相には電流が流れない場合には、オンデューティを50%までしか許容しないように制御するようにしても良い。

【0030】こうすることにより、上記実施形態における印加電圧の違いを修正することができ、これにより、より一層円形に近い回転磁界を3相誘導電動機12に発生させることができ、更に滑らかな運転を得ることができる。

【0031】次に、上記した電圧の違いを修正することができるようにした第2の実施形態として、3相誘導電動機12の電機子巻線のインダクタンスを相巻線と異ならしめるようにした実施形態について、説明する。まず、一般に3相の誘導電動機は、各相の巻線インダクタンスについて、図4に示すように記述することができる。そこで、各巻線について、U相インダクタンスを $L_u$ 、V相インダクタンスを $L_v$ 、W相インダクタンスを $L_w$ とする。

【0032】上記したように、本発明の実施形態では、例えばスイッチング素子20とスイッチング素子23とがオンした場合にU〜W間に印加される電圧と、スイッチング素子20だけがオンした場合にU〜V間に印加される電圧とでは、2倍の違いがあり、これによりトルクの変動、すなわちトルク脈動発生が考えられる。そこで、これ対応する手段として、各巻線のインダクタンスについて、 $L_u=L_w$ 、 $L_v=2L_u$ となるように、各巻線のインダクタンスを変更してやり、これにより、トルクが平均化されるようにするのである。

【0033】また、これとは別に、1回転中のトルクリップルを減少させるため、誘導電動機の極数を増加させる方法を適用してもよい。従って、本発明の実施形態によれば、これらの方法を適用することにより、3相誘導電動機12を十分に滑らかに回転させることができる。

【0034】次に、本発明の他の実施形態について、説明する。図5は、本発明の他の一実施形態で、図にお

て、30、31は電流検出用のシャント抵抗で、32、33は電流検出回路であり、その他は図1の実施形態と同じである。図1の実施形態では説明しなかったが、本発明では、逆変換部のスイッチング素子を制御するためには、負荷である3相誘導電動機12に流れる電流を検出する回路が必要で、この場合、2相の電流を検出する必要がある。そこで、この図3の実施形態では、シャント抵抗30、31を用い、これによりV相とW相の電流を検出するようにしたものである。

【0035】まず、中性点端子Nに流れるV相の電流は、シャント抵抗32より電圧値に変換され、差動増幅器からなる電流検出回路32により増幅されて、検出信号 $I_N$ となってインバータ制御回路24に供給される。次に、直流一端子に流れるW相の電流は、シャント抵抗31で電圧値に変換され、同じく差動増幅器からなる電流検出回路33により増幅され、検出信号 $I_N$ となってインバータ制御回路24に供給される。

【0036】そして、検出された各相電流はインバータ制御回路24内のマイコンにより計算処理され、4個のスイッチング素子20-23のオンオフモードやオンオフ時間を決定するのに使用され、この結果、3相誘導電動機12の運転状態を的確に制御することができる。

【0037】なお、各電流検出回路32、33を構成する差動増幅器としては、一般に市場に提供されているものを使用すれば良いが、精度の向上を目的として、ハイブリッドICのファンクションミシング等の手法を講じたものを使用しても良いことはいうまでもない。

【0038】また、この図5の実施形態では、電流検出用にシャント抵抗30、31を用いているが、ホール素子を用いたCTを2相に入れてもよい。更に、特開昭61-082267号の出願に係る発明のように、スイッチング素子の下アームと負の電源との間にシャント抵抗を入れ、電流を検出してもよいことも、いうまでもない。

【0039】ところで、以上の実施形態では、単相交流電源に本発明を適用した場合のものであるが、本発明は、3相交流電源にも適用することができる。図6は、本発明を3相交流電源3PSから給電して動作するようにした場合の一実施形態で、図において、60〜65は3相ブリッジ整流回路を形成するダイオードで、これにより2個のコンデンサ3、4の両端の直流+端子と一端子に夫々電圧 $V_0$ と $-V_0$ の各直流電圧を得ると共に、中性点端子Nの取り出しが得られるように構成したもので、その他の構成は、図1の実施形態と略同じである。

【0040】しかして、この図6の3相交流電源を用いた実施形態の場合と、図1の単相交流電源を用いた実施形態の場合とは、直列接続されたコンデンサ3、4に得られる直流電圧の安定性に違いがある。図1の単相交流電源PSによる実施形態の場合は、絶えず電源から一定の

電力がコンデンサ3、4に供給されるため、3相誘導電動機12に供給される電力とは略無関係に、これらコンデンサ3、4の電圧は単相交流電源PSの電圧に固定される。

【0041】これに対して、図5の3相交流電源3PSによる実施形態の場合は、3相交流電源3PSから供給される電力と3相誘導電動機12に供給される電力の差により、コンデンサ3、4の電圧が変化してしまうことがある。すなわち、コンデンサ3とコンデンサ4の電圧が異なることがある。

【0042】そこで、この図6の実施形態では、図示のように、各コンデンサ3、4の電圧を検出してインバータ制御回路24に取り込み、これにより各スイッチング素子20-23の制御動作を変更し、常に所望の制御が得られるようにしている。なお、特に問題にならない場合は、このような制御は不要であることはいうまでもない。

【0043】

【発明の効果】本発明によれば、逆変換部のスイッチング素子が4個で済み、従来技術の場合の2/3になることから、インバータ装置のパワー部の実装面積も、その分、小型になると共に、スイッチング素子の発熱も2/3になるため、放熱フィンも小型化できる。従って、これにより、インバータ装置を用いた3相誘導電動機駆動装置の小型化と低価格化を、より一層図ることができ

る。

【図面の簡単な説明】  
【図1】本発明による3相誘導電動機駆動装置の一実施形態を示すブロック図である。

【図2】本発明による3相誘導電動機駆動装置の一実施形態の動作を説明するための波形図である。

【図3】インバータ装置の逆変換部におけるスイッチング動作の説明図である。

【図4】本発明の一実施形態における3相誘導電動機の一例を示す説明図である。

【図5】本発明による3相誘導電動機駆動装置の他の一実施形態を示すブロック図である。

【図6】本発明による3相誘導電動機駆動装置の更に別の一実施形態を示すブロック図である。

【図7】従来技術による3相誘導電動機駆動装置の一例を示すブロック図である。

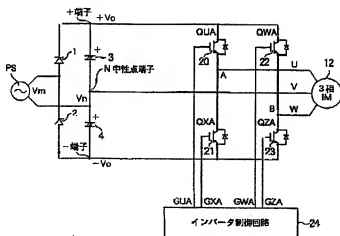
【図8】従来技術による3相誘導電動機駆動装置の一例の動作を説明するための波形図である。

【符号の説明】

- 1、2 倍電圧整流回路を構成するダイオード
- 1、2 倍電圧整流回路を構成するコンデンサ
- 1、2 3相誘導電動機
- 20〜23 Hブリッジ型逆変換部を構成するスイッチング素子
- 24 インバータ制御回路

PS 単相交流電源

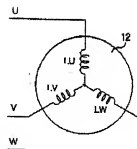
【図1】



【図4】

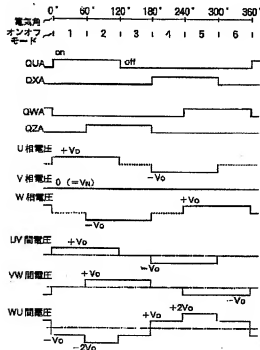
図 4

11

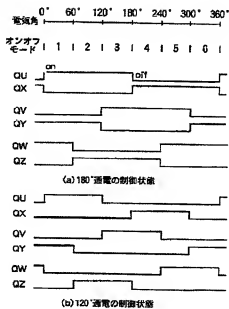


【図2】

【図 2】

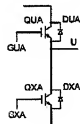


【図 8】

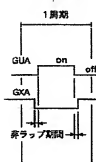


【図3】

(a)スイッチング回路



(b)従来の動作



(c)本発明の動作

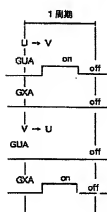


図 31

【図5】

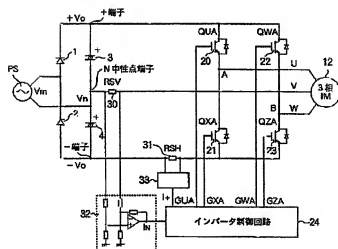
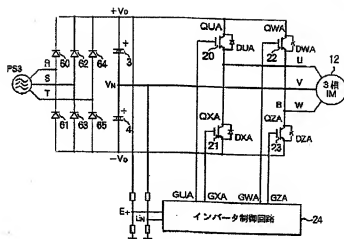


図 51



【図6】



【図7】

